

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-098536
 (43)Date of publication of application : 12.04.1996

(51)Int.CI. H02M 7/219
 H02M 7/48

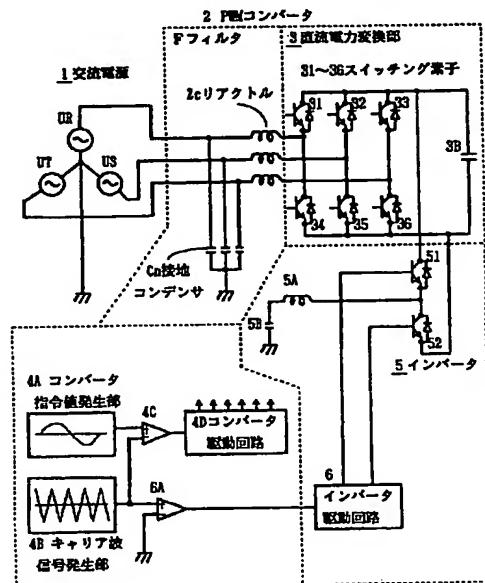
(21)Application number : 06-230886 (71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD
 (22)Date of filing : 27.09.1994 (72)Inventor : HIROSE JUN

(54) PWM CONVERTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce a leakage current and to prevent the inessential operation of a leakage-current detection element by a method wherein an AC output whose phase is opposite to that of a common-mode voltage generated by a PWM converter is generated and the PWM converter is grounded via the AC output.

CONSTITUTION: A PWM converter 2 is grounded from the intermediate point of switching elements 51, 52 for an inverter circuit 5 via a series circuit which is composed of a reactor 5A and of a grounding capacitor 5B. Thereby, the inverter circuit 5 outputs a compensation voltage whose phase is opposite to that of a common-mode voltage generated by the PWM converter 2, and the compensation voltage is apparatus-grounded via a filter circuit for the series circuit which is composed of the reactor 5A and of the grounding capacitor 5B. Thereby, the common-mode voltage generated by the PWM converter 2 can be offset, the zero-phase voltage of the PWM converter 2 with reference to an apparatus-grounding operation can be reduced, and a leakage current can be reduced.



*** NOTICES ***

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The direct-current power conversion section which consists of a filter which consists of an input reactor and a touch-down capacitor, and a switching element and a smoothing capacitor, The converter command value generating section which controls the control factor of said switching element, the carrier wave signal generator which generates the carrier wave signal which modulates it, and a converter drive circuit, In a preparation and the PWM converter which receives supply of alternating current power from AC power supply, and is changed into direct current power, the inverter circuit of one arm pair is prepared in the direct-current power conversion section. This inverter circuit The PWM converter characterized by what the common mode voltage and the compensation electrical potential difference of an opposite phase which an PWM converter generates are outputted, and is done for device touch-down through this compensation electrical potential difference.

[Claim 2] It is the PWM converter characterized by what the carrier wave signal of an PWM converter is used for the driving signal of an inverter circuit for in an PWM converter according to claim 1.

[Claim 3] It is the PWM converter which the driving signal of an inverter circuit makes the carrier wave signal of an PWM converter a command value in an PWM converter according to claim 1, and is characterized by what is modulated with a high frequency carrier wave signal.

[Claim 4] It is the PWM converter characterized by what the driving signal of an inverter circuit detects the neutral point electrical potential difference of AC power supply when an PWM converter is a three-phase-circuit input in an PWM converter according to claim 2 or 3, and this neutral point electrical potential difference is applied to the command value of the carrier wave signal of an PWM converter for.

[Claim 5] It is the PWM converter characterized by what the value to which the driving signal of an inverter circuit multiplied the carrier wave signal of an PWM converter by the inverse number of the control factor of an PWM converter in the PWM converter given in the term of either claim 2 thru/or claim 4 is made into a command value for.

[Translation done.]

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] Especially this invention relates to the compensator which reduces the leakage current based on the common mode voltage which an PWM converter generates, when a source power supply is connected to the source power supply of a touch-down system about an alternating current / PWM converter which carries out conversion into dc.

[0002]

[Description of the Prior Art] To the conventional thyristor type rectifier, since reduction of a higher-harmonic current and reactive power is possible, the PWM converter is applied to many power units. However, since many converter circuits are performing the subharmonic modulation by the carrier wave, if intermediate voltage of a direct current circuit is made into an electrical neutrality point, the common mode voltage of a carrier wave component will generate them in an alternating current input side.

[0003] Drawing 5 is PWM (Pulse Wide Modulation) connected to the three-phase-alternating-current power source. The principle circuit diagram of a converter is shown and drawing 6 is an explanatory view explaining the wave of each part of an PWM converter. Drawing 5 and drawing 6 are used together and the mechanism of the leakage current based on the common mode voltage which the PWM converter connected to the source power supply of a touch-down system generates, and this common mode voltage and three phase offset voltage is explained.

[0004] (A) of drawing 5 It sets and alternating current power is supplied to the PWM converter 2 through line-impedance Z_n from three phase (UR, US, UT) AC power supply 1 of a touch-down system. The filter F with which the PWM converter 2 consists of an input reactor Z_c and a touch-down capacitor C_n Switching element (31-36) The direct-current power conversion section 3 which consists of smoothing capacitor 3B, Switching element (31-36) Converter command value generating section 4A which controls a control factor, and carrier wave signal generator 4B which generates the carrier wave signal V_c which modulates it, this converter command value and the carrier wave signal V_c — comparator 4C — comparing — each switching element (31-36) converter drive circuit 4D which carries out ON-OFF control — since — it is constituted.

[0005] All electrical and electric equipment and electronic parts should just examine the condition of having combined with the touch-down system the element combined with a touch-down system in inphase (common mode) through stray capacity C_x except for the thing with which association with a touch-down system has balanced here, then the element combined in differential (cross mode) from the neutral point of smoothing capacitor 3B, although association by stray capacity is produced and an earth current flows between touch-down systems. C_x of drawing 5 shows this condition.

[0006] The filter F which consists of an input reactor Z_c and a touch-down capacitor C_n prevents that the RF noise based on ON-OFF actuation of the switching elements 31-36 in the direct-current power conversion section 3 flows back to AC power supply 1. (A) of drawing 6 , (C), and (E) The comparison with the carrier wave signal V_c and a converter command value (UR', US', UT') explains formation of the ON-OFF control signal in converter drive circuit 4D. drawing 6 — setting — an axis of abscissa — a time-axis — taking — (A) of drawing 6 , (C), and (E) the sine wave illustrated by the thick wire — converter command value (UR', US', UT') of R [of a three phase PWM converter], S, and T each phase It is shown. The wave shown with the triangular wave-like thin line on this drawing is the carrier wave signal V_c from carrier wave signal generator 4B. The carrier wave signal V_c is a converter command value (UR', US', UT'). When high, the corresponding switching element 31-33 side flows. A switching element 34-36 side is un-flowing. On the contrary, the carrier wave signal V_c is a converter command value (UR', US', UT'). When low, the corresponding switching element 31-33 side is un-flowing, A switching element 34-36 side is flowed through it.

[0007] (B) of drawing 6 , (D), and (F) The arm pair (31 34) of the switching element which constitutes the direct-current power conversion section 3 illustrated by drawing 5 , and (32 35)

(33 36), The electrical potential differences VR, VS, and VT formed between a midpoint and the neutral point of smoothing capacitor 3B are shown. a simplification of explanation sake -- (A) of drawing 6 , and (B) The relation to R phase is explained. When the carrier wave signal Vc is lower than converter command value UR', a switching element 34 flows, therefore they are the neutral point of smoothing capacitor 3B, and an arm pair (31 34). The electrical potential difference VR formed between midpoints is set to $+Ed/2$. In addition, Ed is the electrical-potential-difference value charged to the both ends of smoothing capacitor 3B. Next, the carrier wave signal Vc is converter command value UR'. When high, a switching element 31 flows, and they are the neutral point of smoothing capacitor 3B, and an arm pair (31 34). The electrical potential difference VR formed between midpoints is set to $-Ed/2$. the same -- (C) of drawing 6 , and (D) the relation to an S phase -- being shown -- (E) of drawing 6 , and (F) The relation to T phase is shown.

[0008] (G) of drawing 6 the relation of common mode voltage -- being shown -- (B) of drawing 6 , (D), and (F) An electrical potential difference is compounded for the electrical potential differences VR, VS, and VT shown by stray capacity Cx as a common mode voltage Vn through the input reactor Zc and the touch-down capacitor Cn of Filter F. Usually, since the impedance is high, substantially, common mode voltage Vn generates stray capacity Cx in the form where the above-mentioned electrical potential differences VR, VS, and VT were added.

[0009] (B) of drawing 5 what showed the relation of the earth current which flows in a touch-down system in the equal circuit -- it is -- the offset voltage of the three-phase-alternating-current power source 1 -- $V_{cn} \ast\ast$ -- if it carries out and a line impedance is set to Z_n -- offset voltage V_{cn} of the three-phase-alternating-current power source 1 Earth current I_{cn} to depend It flows through the touch-down capacitor Cn and line-impedance Z_n . Moreover, earth current I_{cn} by common mode voltage V_n The current which flows to line-impedance Z_n which constitutes a network from an input reactor Zc, a touch-down capacitor Cn, and line-impedance Z_n , and constitutes a source power supply 1 is an earth current I_{cn} through stray capacity Cx. It becomes. This earth current I_{cn} The high frequency component which common mode voltage V_n has is bypassed through the touch-down capacitor Cn.

[0010] Although the carrier wave signal Vc illustrated to drawing 6 was illustrated with the value 6 times the frequency of a converter command, it does not necessarily need to limit the frequency of this carrier wave signal 6 times.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the above PWM converter circuits of the conventional technique, since the subharmonic modulation by the carrier wave signal is performed, if intermediate voltage of a direct current circuit is made into an electrical neutrality point, the common mode voltage which makes a carrier wave frequency component fundamental frequency will occur in an alternating current input side. Therefore, especially, when a source power supply is a touch-down system, as for the above-mentioned common mode voltage, an earth current flows from a device grounding conductor to a direct-current intermediate circuit through stray capacity through a power-source grounding conductor and the earth via a power-source line. Since this earth current goes via the earth, it has the problem that it is detected in a short circuit detecting element.

[0012] In order to solve the problem of reducing this earth current, a touch-down capacitor, an input reactor, and stray capacity were changed, reduction-ization of an earth current was performed, but that two voltage sources exist, when the width of face of realistic adjustment had constraint, there was no effective cure. For this reason, many cures of equipping an insulating transformer between AC power supply and an PWM converter are performed.

[0013] This invention is made in view of the above-mentioned point, the purpose solves the above mentioned technical problem, the leakage current is reduced by compensating the common mode voltage which an PWM converter generates, and it is in offering the PWM converter by which a leakage current detecting element does not carry out unnecessary actuation.

[0014]

[Means for Solving the Problem] The filter which consists of an input reactor and a touch-down capacitor according to the 1st invention in order to attain the above-mentioned purpose, The

direct-current power conversion section which consists of a switching element and a smoothing capacitor, the converter command value generating section which controls the control factor of a switching element, the carrier wave signal generator which generates the carrier wave signal which modulates it, and a converter drive circuit. In a preparation and the PWM converter which receives supply of alternating current power from AC power supply, and is changed into direct current power, the inverter circuit of one arm pair is prepared in the direct-current power conversion section. This inverter circuit The common mode voltage and the compensation electrical potential difference of an opposite phase which an PWM converter generates shall be outputted, and device touch-down shall be carried out through this compensation electrical potential difference.

[0015] Moreover, according to the 2nd invention, the carrier wave signal of an PWM converter shall be used for the driving signal of an inverter circuit. Moreover, according to the 3rd invention, the driving signal of an inverter circuit shall make the carrier wave signal of an PWM converter a command value, and shall become irregular with a RF carrier wave signal.

[0016] Moreover, when an PWM converter is a three-phase-circuit input according to the 4th invention, the driving signal of an inverter circuit shall detect the neutral point electrical potential difference of AC power supply, and shall apply this neutral point electrical potential difference to the command value of the carrier wave signal of an PWM converter. Moreover, according to the 5th invention, the driving signal of an inverter circuit makes a command value the value which multiplied the carrier wave signal of an PWM converter by the inverse number of the control factor of an PWM converter.

[0017]

[Function] The common mode voltage of an PWM converter is offset by the ac output of an inverter by generating the ac output of an opposite phase to the common mode voltage which an PWM converter generates, and grounding through the ac output by the above-mentioned configuration, according to the 1st invention.

[0018] Moreover, according to the 2nd invention, by driving an inverter circuit by the carrier wave signal of an PWM converter, an inverter circuit is the common mode voltage and the opposite phase of an PWM converter, and generates the rectangle ac output of the frequency component of a carrier wave signal. Moreover, according to the 3rd invention, the common mode voltage of a higher order frequency component can be offset by becoming irregular with the carrier wave signal and RF carrier wave signal of an PWM converter about the driving signal of an inverter circuit.

[0019] Moreover, according to the 4th invention, when an PWM converter is a three-phase-circuit input, the potentials for touch-down including the offset voltage of a source power supply can be offset by detecting the neutral point (unbalance) electrical potential difference of a source power supply, applying this neutral point electrical potential difference to the command value of the carrier wave signal of an PWM converter, and considering as the driving signal of an inverter circuit. Moreover, according to the 5th invention, according to the output voltage of a direct-current power inverter circuit, fluctuation of the potential for touch-down by fluctuation of a control factor can be offset by making into the driving signal of an inverter circuit the value which multiplied the reversal signal of the carrier wave signal of an PWM converter by the inverse number of the control factor of an PWM converter.

[0020]

[Example] The functional block diagram of the PWM converter of one example according [drawing 1] to this invention, The functional block diagram of the PWM converter which offsets the frequency component common mode voltage as other examples with higher order drawing 2 . The functional block diagram of the PWM converter by which drawing 3 offsets the potentials for touch-down including the offset voltage of a source power supply, The functional block diagram of the PWM converter by which drawing 4 offsets the potentials for touch-down including the control factor of an PWM converter, Drawing 7 is an explanatory view explaining the compensation voltage waveform which compensates the common mode voltage of the PWM converter of one example, and the same sign is given to the same function part material corresponding to drawing 5 and drawing 6 .

[0021] In drawing 1 , alternating current power is supplied to the PWM converter 2 through line-impedance Z_n by which the illustration abbreviation is carried out from three phase (UR, US, UT) AC power supply 1 of a touch-down system. The filter F with which the PWM converter 2 consists of an input reactor Z_c and a touch-down capacitor C_n The direct-current power conversion section 3 which consists of switching elements 31-36 and smoothing capacitor 3B, Converter command value generating section 4A which controls the control factor of switching elements 31-36, carrier wave signal generator 4B which generates the carrier wave signal V_c which modulates it, and converter drive circuit 4D, The direct-current power conversion section 3 is equipped with the inverter circuit 5 of one arm pair, and through the series circuit of reactor 5A and touch-down capacitor 5B, it grounds and consists of midpoints of the switching elements 51 and 52 of an inverter circuit 5.

[0022] By the above-mentioned configuration, the common mode voltage which the PWM converter 2 generates by this inverter circuit's 5 outputting the common mode voltage V_n and the compensation electrical potential difference of an opposite phase which the PWM converter 2 generates, and carrying out device touch-down of this compensation electrical potential difference through the filter circuit of the series circuit of reactor 5A and touch-down capacitor 5B can be offset, the zero phase voltage of the PWM converter 2 to device touch-down can be reduced, and it is the leakage current I_n . It can decrease. In addition, the constant of reactor 5A and touch-down capacitor 5B is selected so that the effect of high order higher-harmonic common mode voltage may fall.

[0023] It looks at the explanatory view which explains once again the wave of each part of the PWM converter 2 of drawing 6 explained previously. (G) of drawing 6 The wave of the common mode voltage V_n which the PWM converter 2 generates is the stair-like voltage waveform which synchronized with the carrier wave signal V_c , and the amplitude reversed, as the term of a Prior art explained. Moreover, according to experimental data, the actual value of common mode voltage V_n has negative linearity to the control factor lambda of the PWM converter 2.

[0024] Therefore, common mode voltage V_n and the compensation electrical potential difference of the fundamental frequency of an opposite phase can be easily formed by forming the carrier wave signal V_c of the PWM converter 2 into a square wave signal by comparator 6A, and inputting it into the inverter drive circuit 6 as a driving signal of the inverter circuit 5 of drawing 1 . Drawing 7 carries out the expansion extract of a part of wave-like each part of drawing 6 , and explains the compensation voltage waveform which compensates the common mode voltage of an PWM converter. (G) of drawing 7 It is the wave of the common mode voltage V_n of the PWM converter of the above-mentioned explanation, and is (H) of drawing 7 . It is the compensation voltage waveform which the inverter 5 when forming the carrier wave signal V_c into a square wave signal by comparator 6A, and driving an inverter 5 outputs.

[0025] Moreover, in drawing 2 , the difference with drawing 1 is a point that RF carrier wave signal generator 6B is added to the input circuit of comparator 6A. By adding this high frequency carrier wave signal generator 6B, making the carrier wave signal V_c of the PWM converter 2 into a command value, and becoming irregular with the high frequency carrier wave signal V_h The compensation electrical potential difference of the intermediate circuit of an inverter circuit 5 is (I) of drawing 7 . Conclude on the average that it is illustrated and it brings close to a triangular wave. (G) of drawing 7 From a square wave compensation electrical potential difference, a nearby PWM converter can bring close common-mode-voltage V_n , and high order higher-harmonic common mode voltage can also be offset except the common mode voltage of the fundamental-frequency component of the carrier wave signal V_c .

[0026] Moreover, in drawing 3 , the difference with drawing 2 can offset the potentials for touch-down including the offset voltage of a source power supply by an insulating transformer's 7 detecting the neutral point electrical potential difference based on the unbalance of a source power supply 1, and applying this detection electrical potential difference to the command value of the carrier wave signal V_c of an PWM converter, when an PWM converter is a three-phase-circuit input. Moreover, in drawing 4 , by making into the driving signal of the inverter drive circuit 6 the value which applied the carrier wave signal V_c of the PWM converter 2, and the inverse number of the control factor lambda of the PWM converter 2 in multiplier 8A, according

to the output voltage of the direct-current power conversion section 3, the difference with drawing 2 can offset the potential for touch-down, even if a control factor changes.

[0027] In addition, although the illustration abbreviation is carried out, each other can be offset including the potential for touch-down changed according to the neutral point electrical potential difference based on the unbalance of a source power supply 1, and the output voltage of the direct-current power conversion section 3 by using together the insulating transformer 7 of drawing 3, the inverse number of the control factor lambda of drawing 4, and multiplier 8A.

[0028]

[Effect of the Invention] As stated above, the leakage current by the side of AC power supply (earth current) is reduced by compensating and reducing the common mode voltage which an PWM converter generates according to this invention, and it becomes possible to lose unnecessary actuation of a short circuit detecting element.

[Translation done.]

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The functional block diagram of the PWM converter of one example by this invention

[Drawing 2] The functional block diagram of the PWM converter which offsets the higher order frequency component common mode voltage as other examples

[Drawing 3] The functional block diagram of the PWM converter which offsets the potentials for touch-down including the offset voltage of a source power supply

[Drawing 4] The functional block diagram of the PWM converter which offsets the potentials for touch-down including the control factor of an PWM converter

[Drawing 5] The principle circuit diagram of the PWM converter connected to the three-phase-alternating-current power source

[Drawing 6] The explanatory view explaining the wave of each part of an PWM converter

[Drawing 7] The explanatory view explaining the compensation voltage waveform which compensates the common mode voltage of the PWM converter of one example

[Description of Notations]

1 UR, US, UT AC power supply

2 PWM Converter

3 Direct-Current Power Inverter Circuit Section

51 31-36, 52 Switching element

3B Smoothing capacitor

4A Converter command value generating section

4B Carrier wave signal generator

4C, 6A Comparator

4D Converter drive circuit

5 Inverter

5A, Zc Reactor

5B, Cn Touch-down capacitor

6 Inverter Drive Circuit

6B RF carrier wave signal generator

7 Insulating Transformer

8 Control Factor

8A Multiplier

Zn Line impedance

F Filter

Vc Carrier wave signal

Vh RF carrier wave signal

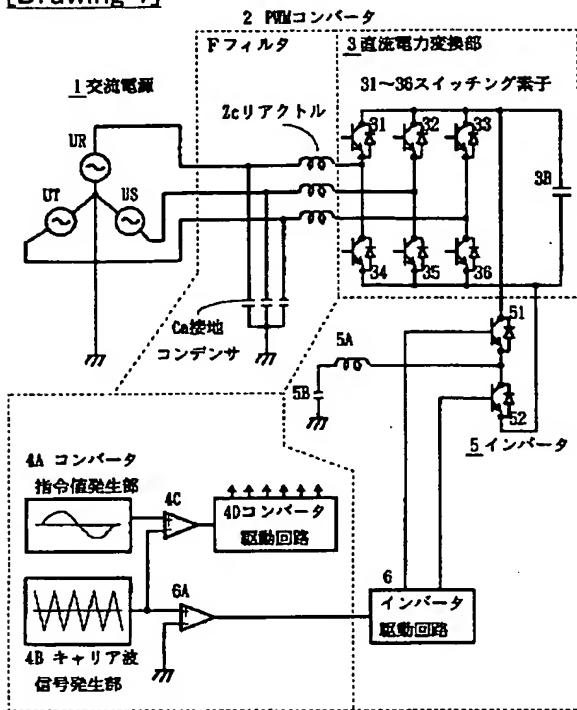
Cx Stray capacitor

UR', US', UT' Converter command value

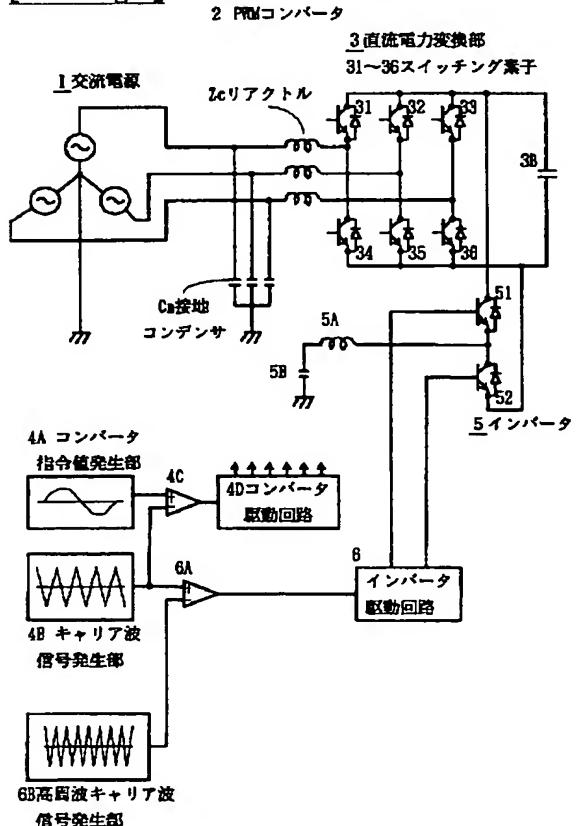
[Translation done.]

DRAWINGS

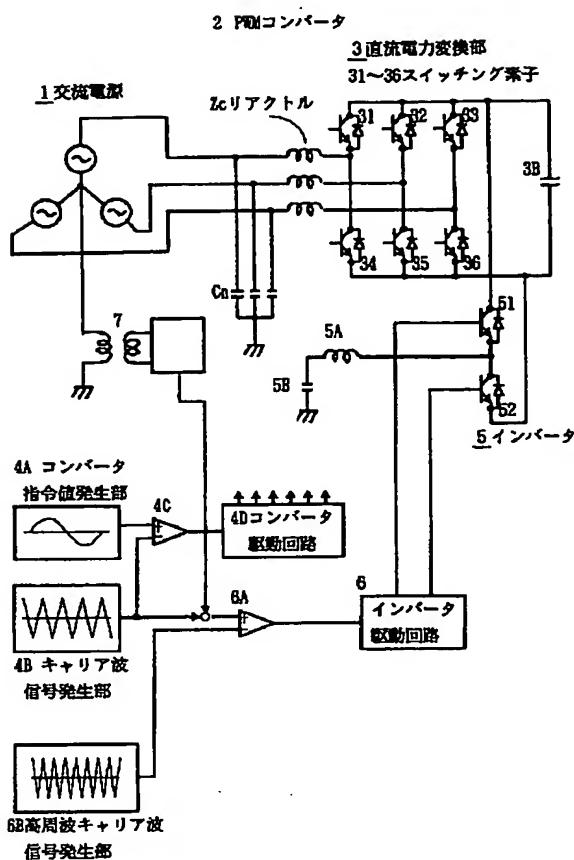
[Drawing 1]



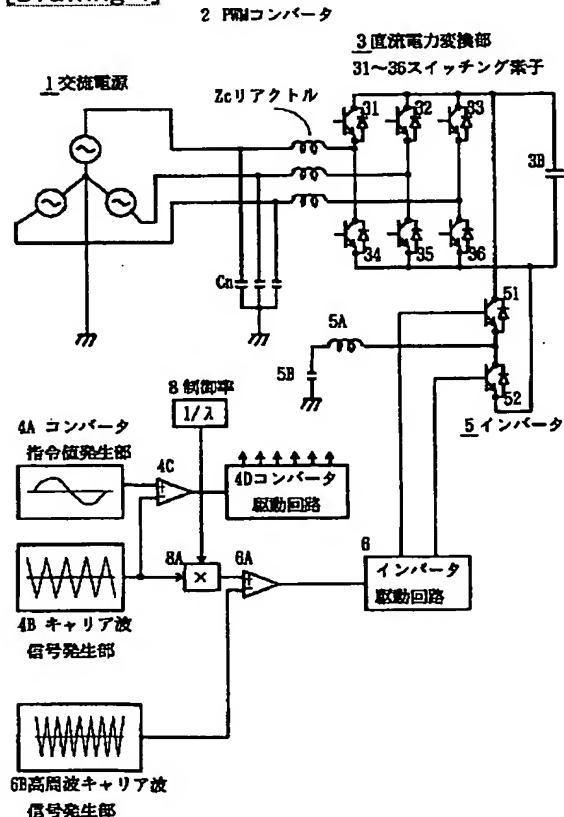
[Drawing 2]



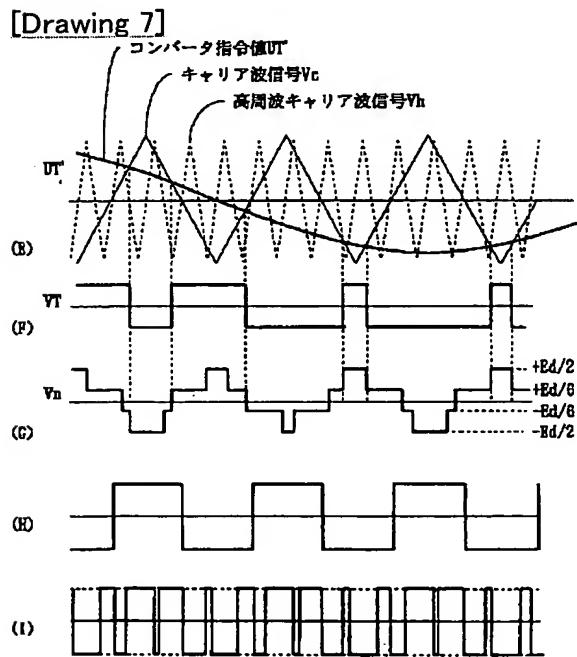
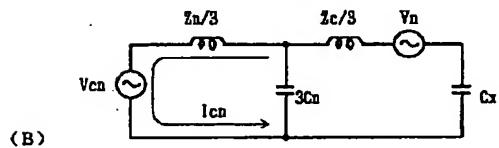
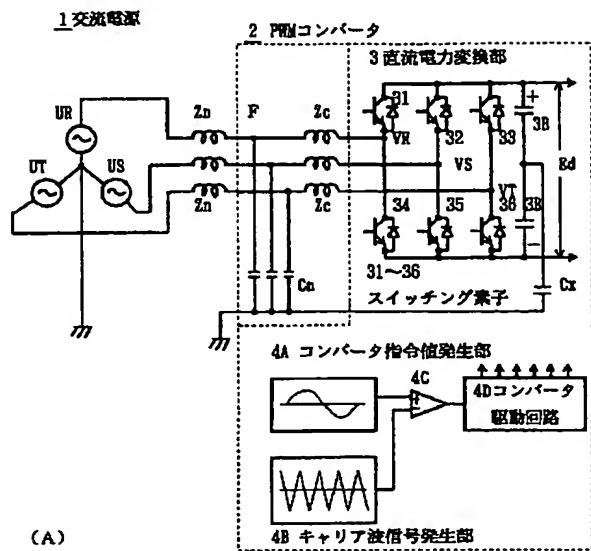
[Drawing 3]

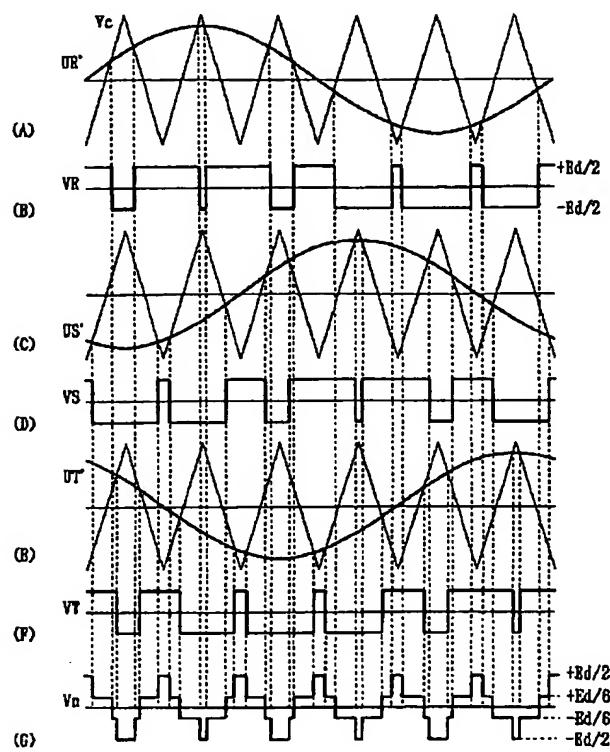


[Drawing 4]



[Drawing 5]

**[Drawing 6]**



[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-98536

(43)公開日 平成8年(1996)4月12日

(51) Int.Cl.*

H 02 M 7/219
7/48

識別記号

府内整理番号

F 1

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 5 OL (全 7 頁)

(21)出願番号

特願平6-230886

(22)出願日

平成6年(1994)9月27日

(71)出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72)発明者 廣瀬 順

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

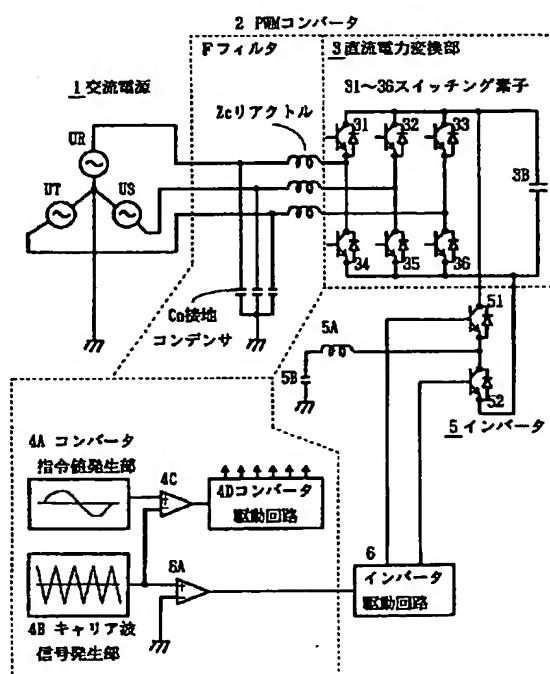
(74)代理人 弁理士 山口 嶽

(54)【発明の名称】 PWMコンバータ

(57)【要約】

【目的】 PWMコンバータが発生するコモンモード電圧を補償し、漏洩電流検出要素が不要な動作をしないPWMコンバータを提供する。

【構成】 入力リアクトルZcと接地コンデンサCnとからなるフィルタFと、スイッチング素子31～36と平滑コンデンサ3Bとからなる直流電力変換部3と、スイッチング素子31～36の制御率入を制御するコンバータ指令値発生部4Aとそれを変調するキャリア波信号Vcを発生するキャリア波信号発生部4Bとコンバータ駆動回路4Dと、を備え、交流電源1から交流電力の供給を受け直流電力に変換するPWMコンバータ2において、直流電力変換部3に1アーム対のインバータ回路5を設け、このインバータ回路5は、PWMコンバータ2が発生するコモンモード電圧Vnと逆位相の補償電圧を出力し、この補償電圧を介して機器接地を行う。



1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】入力リアクトルと接地コンデンサとからなるフィルタと、スイッチング素子と平滑コンデンサとからなる直流電力変換部と、前記スイッチング素子の制御率を制御するコンバータ指令値発生部とそれを変調するキャリア波信号を発生するキャリア波信号発生部とコンバータ駆動回路と、を備え、交流電源から交流電力の供給を受け直流電力に変換するPWMコンバータにおいて、

直流電力変換部に1アーム対のインバータ回路を設け、このインバータ回路は、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧と逆位相の補償電圧を出力し、この補償電圧を介して機器接地する、

ことを特徴とするPWMコンバータ。

【請求項2】請求項1に記載のPWMコンバータにおいて、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号を用いる、ことを特徴とするPWMコンバータ。

【請求項3】請求項1に記載のPWMコンバータにおいて、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号を指令値とし、高周波キャリア波信号により変調を行う、ことを特徴とするPWMコンバータ。

【請求項4】請求項2または請求項3に記載のPWMコンバータにおいて、PWMコンバータが3相入力である場合、インバータ回路の駆動信号は、交流電源の中性点電圧を検出し、この中性点電圧をPWMコンバータのキャリア波信号の指令値に加える、ことを特徴とするPWMコンバータ。

【請求項5】請求項2ないし請求項4のいずれかの項に記載のPWMコンバータにおいて、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号にPWMコンバータの制御率の逆数を掛けた値を指令値とする、ことを特徴とするPWMコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は商用電源を交流／直流変換するPWMコンバータに関し、特に、接地系の商用電源に接続される場合、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧に基づく漏洩電流を低減する補償装置に関する。

【0002】

【従来の技術】PWMコンバータは、従来のサイリスタ式整流器に対し、高調波電流、無効電力の低減が可能なため、多くの電源装置に適用されている。しかし多くのコンバータ回路は、キャリア波によるサブハーモニック変調を行っているため、直流回路の中間電圧を電気的中性点とすると、交流入力側にキャリア波成分のコモンモード電圧が発生する。

【0003】図5は三相交流電源に接続されたPWM(Pulse Wide Modulation)コンバータの原理回路図を示

10

20

30

30

40

50

し、図6はPWMコンバータの各部の波形を説明する説明図である。図5、図6を併用して、接地系の商用電源に接続されるPWMコンバータが発生するコモンモード電圧およびこのコモンモード電圧や三相不平衡電圧に基づく漏洩電流のメカニズムを説明する。

【0004】図5の(A)において、接地系の三相(U_R, U_S, U_T)交流電源1から線路インピーダンス Z_L を介してPWMコンバータ2に交流電力が供給される。PWMコンバータ2は、入力リアクトル Z_C と接地コンデンサ C_N とからなるフィルタFと、スイッチング素子(31～36)と平滑コンデンサ3Bとからなる直流電力変換部3と、スイッチング素子(31～36)の制御率を制御するコンバータ指令値発生部4Aとそれを変調するキャリア波信号 V_c を発生するキャリア波信号発生部4Bと、このコンバータ指令値とキャリア波信号 V_c とを比較器4Cで比較し、各スイッチング素子(31～36)をON-OFF制御するコンバータ駆動回路4Dと、から構成される。

【0005】全ての電気・電子部品は、接地系との間に浮遊容量による結合を生じ、接地電流が流れるが、ここでは接地系との結合がバランスしているものとすれば、差動(クロスモード)的に結合する要素を除いて、接地系と同相(コモンモード)的に結合する要素を平滑コンデンサ3Bの中性点から浮遊容量 C_X を介して接地系に結合した状態を検討すればよい。図5の C_X はこの状態を示したものである。

【0006】入力リアクトル Z_C と接地コンデンサ C_N とからなるフィルタFは、直流電力変換部3におけるスイッチング素子31～36のON-OFF動作に基づく高周波ノイズが交流電源1に還流するのを防止するものである。図6の(A), (C), (E)は、キャリア波信号 V_c とコンバータ指令値(U_R', U_S', U_T')との比較により、コンバータ駆動回路4DにおけるON-OFF制御信号の形成を説明するものである。図6において、横軸に時間軸をとり、図6の(A), (C), (E)の太線で図示された正弦波が三相PWMコンバータのR, S, T各相のコンバータ指令値(U_R', U_S', U_T')を示す。同図上に三角波状の細線で示された波形がキャリア波信号発生部4Bからのキャリア波信号 V_c である。キャリア波信号 V_c がコンバータ指令値(U_R', U_S', U_T')よりも高いときは、該当するスイッチング素子31～33側が導通し、スイッチング素子34～36側が非導通となる。逆に、キャリア波信号 V_c がコンバータ指令値(U_R', U_S', U_T')よりも低いときは、該当するスイッチング素子31～33側が非導通となり、スイッチング素子34～36側が導通となる。

【0007】図6の(B), (D), (F)は、図5に図示される直流電力変換部3を構成するスイッチング素子のアーム対(31, 34), (32, 35), (33, 36)の中間点と平滑コンデンサ3Bの中性点との間に形成される電圧 V_R, V_S, V_T を示す。説明の簡略化のため図6の(A), (B)でR相における関係を説明する。キャリア波信号 V_c がコンバータ指令値 U_R' よ

り低いときは、スイッチング素子34が導通し、従って、平滑コンデンサ3Bの中性点とアーム対(31, 34)の中間点との間に形成される電圧VRは $+Ed/2$ となる。尚、Edは平滑コンデンサ3Bの両端に充電された電圧値である。次に、キャリア波信号Vcがコンバータ指令値UR'より高いときは、スイッチング素子31が導通し、平滑コンデンサ3Bの中性点とアーム対(31, 34)の中間点との間に形成される電圧VRは $-Ed/2$ となる。同様に、図6の(C), (D)はS相における関係を示し、図6の(E), (F)はT相における関係を示す。

【0008】図6の(G)はコモンモード電圧の関係を示し、図6の(B), (D), (F)で示される電圧VR, VS, VTがフィルタFの入力リアクトルZcと接地コンデンサCnとを介して、浮遊容量Cxに同相電圧Vnとして電圧が合成される。通常、浮遊容量Cxはインピーダンスが高いので、実質的には、上述の電圧VR, VS, VTを加算した形でコモンモード電圧Vnが発生する。

【0009】図5の(B)は、接地系に流れる接地電流の関係を等価回路で示したもので、三相交流電源1の不平衡電圧をVcnとし、線路インピーダンスをZnとすると、三相交流電源1の不平衡電圧Vcnによる接地電流Icnは、接地コンデンサCnと線路インピーダンスZnとを介して流れる。また、コモンモード電圧Vnによる接地電流Icnは、浮遊容量Cxを介して、入力リアクトルZcと接地コンデンサCnと線路インピーダンスZnとで回路網を構成し、商用電源1を構成する線路インピーダンスZnに流れる電流が接地電流Icnとなる。この接地電流Icnはコモンモード電圧Vnが有する高周波成分は接地コンデンサCnを介してバイパスされる。

【0010】図6に図示したキャリア波信号Vcは、コンバータ指令値の6倍の周波数で図示したが、このキャリア波信号の周波数は必ずしも6倍に限定する必要はない。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上述の様な従来技術のPWMコンバータ回路では、キャリア波信号によるサブハーモニック変調を行っているため、直流回路の中間電圧を電気的中性点とすると、交流入力側にキャリア波周波数成分を基本周波数とするコモンモード電圧が発生する。そのため、特に、商用電源が接地系であった場合、前述のコモンモード電圧は、電源線を経由して、電源接地線・大地を経て、機器接地線から浮遊容量を介して直流中間回路に接地電流が流れる。この接地電流は、大地を経由するため、漏電検出要素にて検出されるという問題がある。

【0012】この接地電流を低減するという問題を解決するために、例えば、接地コンデンサ、入力リアクトル、浮遊容量を変化させて接地電流の低減化を行っていたが、電圧源が2つ存在すること、現実的な調整の幅に制約があることなどにより、効果的な対策が無かった。

このため、交流電源とPWMコンバータとの間に絶縁変圧器を装備するなどの対策が多く行われている。

【0013】本発明は上記の点にかんがみてなされたものであり、その目的は前記した課題を解決して、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧を補償することで漏洩電流を低減し、漏洩電流検出要素が不要な動作をしないPWMコンバータを提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため10に、第1の発明によれば、入力リアクトルと接地コンデンサとからなるフィルタと、スイッチング素子と平滑コンデンサとからなる直流電力変換部と、スイッチング素子の制御率を制御するコンバータ指令値発生部とそれを変調するキャリア波信号を発生するキャリア波信号発生部とコンバータ駆動回路と、を備え、交流電源から交流電力の供給を受け直流電力を変換するPWMコンバータにおいて、直流電力変換部に1アーム対のインバータ回路を設け、このインバータ回路は、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧と逆位相の補償電圧を出力し、この補償電圧を介して機器接地するものとする。

【0015】また、第2の発明によれば、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号を用いるものとする。また、第3の発明によれば、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号を指令値とし、高周波キャリア波信号により変調を行うものとする。

【0016】また、第4の発明によれば、PWMコンバータが3相入力である場合、インバータ回路の駆動信号は、交流電源の中性点電圧を検出し、この中性点電圧を30PWMコンバータのキャリア波信号の指令値に加えるものとする。また、第5の発明によれば、インバータ回路の駆動信号は、PWMコンバータのキャリア波信号にPWMコンバータの制御率の逆数を掛けた値を指令値とする。

【0017】

【作用】上記構成により、第1の発明によれば、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧に対して逆位相の交流出力を発生し、その交流出力を介して接地することにより、PWMコンバータのコモンモード電圧をインバータの交流出力で相殺する。

【0018】また、第2の発明によれば、PWMコンバータのキャリア波信号でインバータ回路を駆動することにより、インバータ回路は、PWMコンバータのコモンモード電圧と逆位相で、キャリア波信号の周波数成分の矩形交流出力を発生する。また、第3の発明によれば、インバータ回路の駆動信号をPWMコンバータのキャリア波信号と高周波キャリア波信号とにより変調を行うことにより、より高次の周波数成分のコモンモード電圧を相殺することができる。

【0019】また、第4の発明によれば、PWMコンバ

ータが3相入力のとき、商用電源の中性点（不平衡）電圧を検出し、この中性点電圧をPWMコンバータのキャリア波信号の指令値に加えてインバータ回路の駆動信号とすることにより、商用電源の不平衡電圧を含めて、対接地電位を相殺することができる。また、第5の発明によれば、PWMコンバータのキャリア波信号の反転信号にPWMコンバータの制御率の逆数を掛けた値をインバータ回路の駆動信号とすることにより、直流電力変換回路の出力電圧に応じ、制御率の変動による対接地電位の変動を相殺することができる。

【0020】

【実施例】図1は本発明による一実施例のPWMコンバータの機能ブロック図、図2は他の実施例としてより高次の周波数成分コモンモード電圧を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図、図3は商用電源の不平衡電圧を含めて対接地電位を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図、図4はPWMコンバータの制御率を含めて対接地電位を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図、図7は一実施例のPWMコンバータのコモンモード電圧を補償する補償電圧波形を説明する説明図であり、図5、図6に対応する同一機能部材には同じ符号が付してある。

【0021】図1において、接地系の三相(UR, US, UT)交流電源1から図示省略されている線路インピーダンスZnを介してPWMコンバータ2に交流電力が供給される。PWMコンバータ2は、入力リアクトルZcと接地コンデンサCnとからなるフィルタFと、スイッチング素子31～36と平滑コンデンサ3Bとからなる直流電力変換部3と、スイッチング素子31～36の制御率を制御するコンバータ指令値発生部4Aとそれを変調するキャリア波信号Vcを発生するキャリア波信号発生部4Bとコンバータ駆動回路4Dと、直流電力変換部3に1アーム対のインバータ回路5と、を備え、インバータ回路5のスイッチング素子51、52の中間点よりリアクトル5Aと接地コンデンサ5Bとの直列回路を介して接地して構成されている。

【0022】上述の構成により、このインバータ回路5は、PWMコンバータ2が発生するコモンモード電圧Vnと逆位相の補償電圧を出力し、この補償電圧をリアクトル5Aと接地コンデンサ5Bとの直列回路のフィルタ回路を介して機器接地することにより、PWMコンバータ2が発生するコモンモード電圧を相殺することができ、機器接地に対するPWMコンバータ2の零相電圧を低減することができ、漏洩電流Icnを低減することができる。尚、リアクトル5Aと接地コンデンサ5Bの定数は、高次の高調波コモンモード電圧の影響が低下する様に選定する。

【0023】今一度、先に説明した図6のPWMコンバータ2の各部の波形を説明する説明図を眺める。図6の(G)のPWMコンバータ2が発生するコモンモード電圧Vnの波形は、従来の技術の項で説明した如く、キャリア

波信号Vcに同期し、かつ、振幅が反転した階段状の電圧波形となっている。また、実験データによれば、コモンモード電圧Vnの実効値は、PWMコンバータ2の制御率入に対し負の線形性を有する。

【0024】従って、図1のインバータ回路5の駆動信号としてPWMコンバータ2のキャリア波信号Vcを比較器6Aで矩形波信号化して、インバータ駆動回路6に入力することにより、コモンモード電圧Vnと逆位相の基本周波数の補償電圧を容易に形成することができる。図7は図6の各部の波形の一部を拡大抽出し、PWMコンバータのコモンモード電圧を補償する補償電圧波形を説明するものである。図7の(G)が上記説明のPWMコンバータのコモンモード電圧Vnの波形であり、図7の(H)がキャリア波信号Vcを比較器6Aで矩形波信号化し、インバータ5を駆動したときのインバータ5が outputする補償電圧波形である。

【0025】また、図2において、図1との相違点は、高周波キャリア波信号発生部6Bが比較器6Aの入力回路に追加されている点である。この高周波キャリア波信号発生部6Bを追加して、PWMコンバータ2のキャリア波信号Vcを指令値とし、高周波キャリア波信号Vhにより変調を行うことにより、インバータ回路5の中間回路の補償電圧は、図7の(I)に図示されるように平均的に見て三角波に近づけ、図7の(G)の矩形波補償電圧よりもよりPWMコンバータのコモンモード電圧Vn近づけ、キャリア波信号Vcの基本周波数成分のコモンモード電圧以外により高次の高調波コモンモード電圧をも相殺することができる。

【0026】また、図3において、図2との相違点は、PWMコンバータが3相入力であるとき、商用電源1の不平衡に基づく中性点電圧を絶縁変圧器7で検出し、この検出電圧をPWMコンバータのキャリア波信号Vcの指令値に加えることにより、商用電源の不平衡電圧を含めて、対接地電位を相殺することができる。また、図4において、図2との相違点は、PWMコンバータ2のキャリア波信号VcとPWMコンバータ2の制御率入の逆数とを乗算器8Aにて掛けた値をインバータ駆動回路6の駆動信号とすることにより、直流電力変換部3の出力電圧に応じて、制御率が変化しても対接地電位を相殺することができる。

【0027】尚、図示省略されているが、図3の絶縁変圧器7と、図4の制御率入の逆数と乗算器8Aとを併用することにより、商用電源1の不平衡に基づく中性点電圧および直流電力変換部3の出力電圧に応じて変動する対接地電位を含めて相殺することができる。

【0028】【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、PWMコンバータが発生するコモンモード電圧を補償・低減させることにより、交流電源側の漏洩電流(接地電流)を低減させ、漏電検出要素の不要動作を無くすことが可

能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による一実施例のPWMコンバータの機能ブロック図

【図2】他の実施例としてより高次の周波数成分コモンモード電圧を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図

【図3】商用電源の不平衡電圧を含めて対接地電位を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図

【図4】PWMコンバータの制御率を含めて対接地電位を相殺するPWMコンバータの機能ブロック図

【図5】三相交流電源に接続されたPWMコンバータの原理回路図

【図6】PWMコンバータの各部の波形を説明する説明図

【図7】一実施例のPWMコンバータのコモンモード電圧を補償する補償電圧波形を説明する説明図

【符号の説明】

1、UR, US, UT 交流電源

2 PWMコンバータ

3 直流電力変換回路部

31~36, 51, 52 スイッチング素子

3B 平滑コンデンサ

4A コンバータ指令値発生部

4B キャリア波信号発生部

4C, 6A 比較器

4D コンバータ駆動回路

5 インバータ

5A, Zc リアクトル

5B, Cn 接地コンデンサ

6 インバータ駆動回路

6B 高周波キャリア波信号発生部

7 絶縁変圧器

8 制御率

8A 乗算器

Zn 線路インピーダンス

F フィルタ

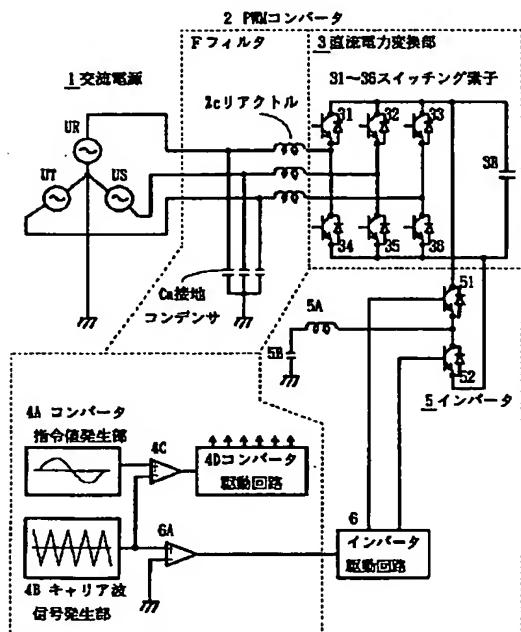
Vc キャリア波信号

Vb 高周波キャリア波信号

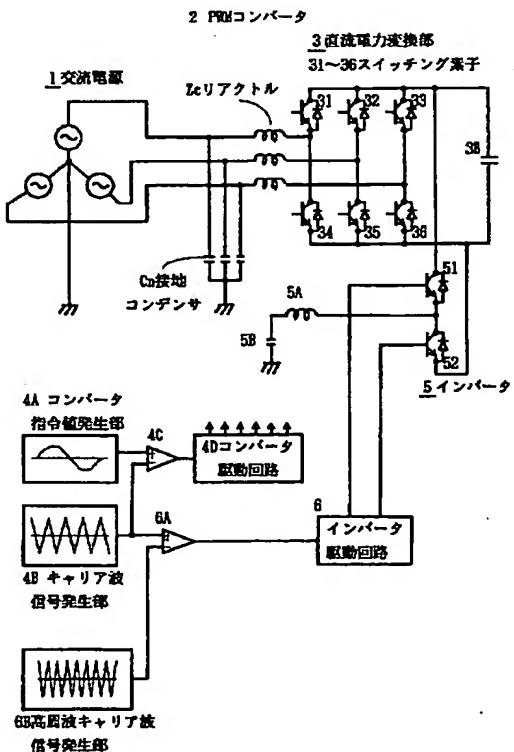
Cx 漂遊コンデンサ

20 UR', US', UT' コンバータ指令値

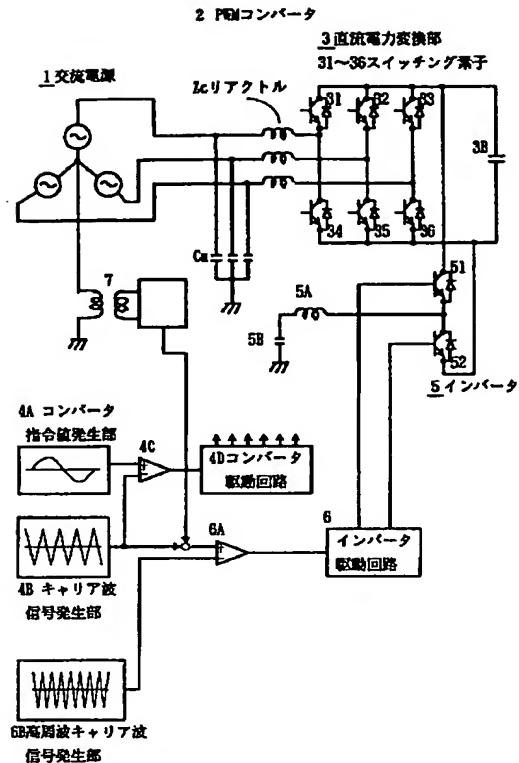
【図1】



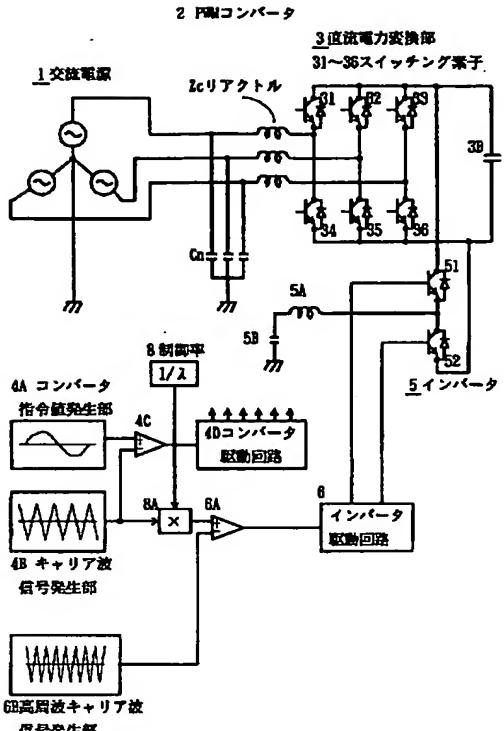
【図2】



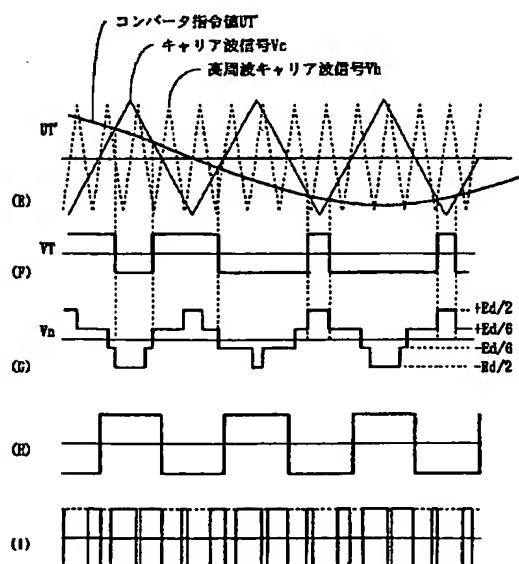
【圖3】



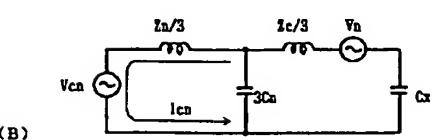
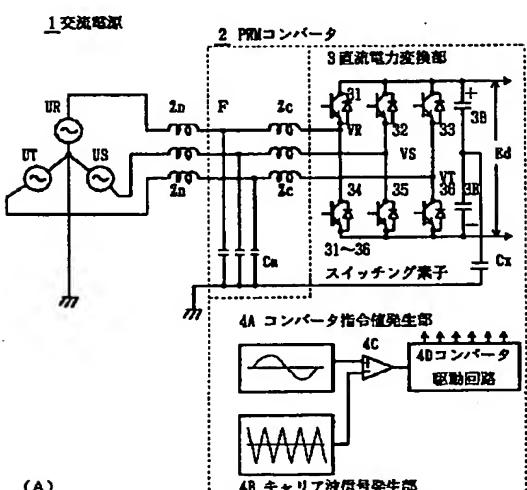
【四】



〔図7〕



[図5]



【図6】

